

## TRANSLATION OF RELEVANT PART OF JP-A-53-54447

Column (5), line 6 to column (7), line 12

The invention was made in view of the above shortcomings, and is described below by means of an embodiment. FIG. 5 shows a circuit diagram of the embodiment, in which a and b indicate input terminals while c and d indicate output terminals. The input terminal b and the output terminal d correspond to each other and are connected to each other. A series circuit comprising the primary winding (6a) of the first transformer (6) and the primary winding (7a) of the second transformer (7) in series is connected between the input terminal a and the output terminal c. One end of the secondary winding (6b) of the transformer (6) is connected to the input terminal b and the output terminal d, and the other end is connected to L.P.F (2). Numeral (8) indicates an amplifier that amplifies output signals from the L.P.F (2). The output terminal of the amplifier is connected to the secondary winding (7b) of the transformer (7). Numeral (3) indicates a parallel resonant circuit. The parallel resonant circuit (3) comprises the tertiary winding (7c) of the transformer (7) as an inductance element and a capacitor  $C_2$  connected in parallel with the winding (7c). The circuit (3) corresponds to the impedance element  $Z_2$  in the principle circuit of FIG. 1. Numeral (4) indicates a series resonant circuit. The serial resonance circuit (4) is made up of a series circuit connected between the output terminals c and d, in which an inductance element  $L_1$  and a capacitor  $C_1$  are connected in series. The circuit (4) corresponds to the impedance element  $Z_1$  in the principle circuit of FIG. 1.

The input terminals a and b are connected to the indoor electric power line, and the output terminals c and d are connected to the outdoor electric power line. In this case, in the transformer (6), when a commercial-frequency current on which a high frequency signal is superposed passes through the primary winding (6a), a commercial-frequency current on which a high frequency signal is superposed likewise is outputted and detected at the secondary winding (6b). The high frequency signal is removed by L.P.F.(2) from the detected output, so that only the commercial-frequency current is amplified by the amplifier (8). At this time, in the transformer (7), the commercial-frequency current having the high frequency signal superposed thereon that has passed through the primary winding (6a) of the transformer (6) passes through the primary winding (7a). If the direction of the magnetic flux generated by the primary winding (7a) and the direction of the magnetic flux generated by the secondary winding (7b) corresponding to the phase of the output of the amplifier (8) are predetermined to be opposite to each other, the magnetic fluxes cancel each other out at the magnetic core (1) of the transformer (7). As a result, saturation of the magnetic flux at the core attributable to the commercial-frequency current cannot occur. The reason is that, since the diameter and the number of turns of the primary winding (7a) are practically determined by the magnitude of the current passing therethrough, the magnetic flux generated by the primary winding (7a) can be canceled by increasing the number of turns of the winding to thereby lower the magnitude of the current. Thus, it is possible to eliminate the possibility of magnetic

flux saturation in the transformer (7) and to reduce the impedance of only the high frequency signal by means of the series resonance between the capacitor  $C_2$  and the inductance of the tertiary winding (7c). As a result, according to the equation ① on the attenuation amount, the high frequency signal is blocked whereas only the commercial-frequency current is allowed to remain. Interference is thereby prevented.

$$A_{TT} = 20 \log \frac{V_2}{V_1} = 20 \log \left( 1 + \frac{Z_2}{Z_1} \right) \text{ [dB]} \quad \text{--- ①}$$

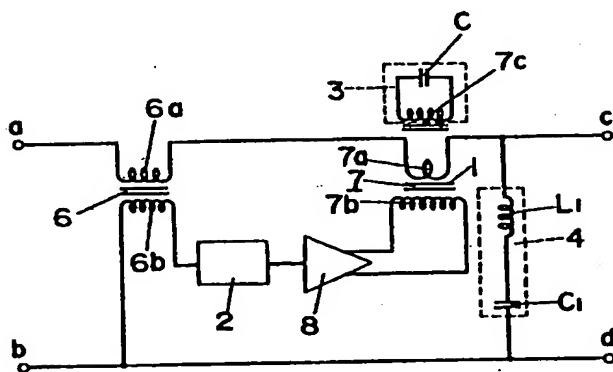


FIG. 5

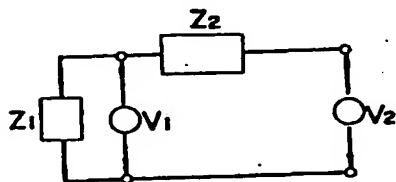


FIG. 1

⑨日本国特許庁  
公開特許公報

⑩特許出願公開  
昭53-54447

⑪Int. Cl.<sup>2</sup>  
H 03 H 7/02

識別記号

⑫日本分類  
98(3) A 321

庁内整理番号  
6238-53

⑬公開 昭和53年(1978)5月17日

発明の数 1  
審査請求 未請求

(全 3 頁)

⑭電力線搬送波阻止用フィルタ

門真市大字門真1048番地 松下  
電工株式会社内

⑮特 願 昭51-129644

⑯出 願 人 松下電工株式会社

⑰出 願 昭51(1976)10月27日

門真市大字門真1048番地

⑱発 明 者 北川文夫

⑲代 理 人 弁理士 石田長七

明 細 書

1. 発明の名称

電力線搬送波阻止用フィルタ

2. 特許請求の範囲

フェライトコア、圧粉鉄心等の磁性材料からなる磁心(1)において、高周波信号が重畳された商用電流の磁束と、低域通過型フィルタ(2)によつて高周波信号が除去された商用電流の磁束とを互いに相殺し、高周波信号に対してインピーダンスを大きくする並列共振回路を相対応する入力端と、出力端との間に直列的に接続するとともに、一對の出力端の間に高周波信号に対してインピーダンスを小さくする直列共振回路を接続したことを特徴とする電力線搬送波阻止用フィルタ。

3. 発明の詳細な説明

本発明は、フェライトコア、圧粉鉄心等の磁性材料からなる磁心(1)において、高周波信号が重畳された商用電流の磁束と、低域通過型フィルタ(2)によつて高周波信号が除去された商用電流の磁束とを互いに相殺し、高周波信号に対してインピー

ダンスを大きくする並列共振回路(3)を相対応する入力端aと、出力端cとの間に直列的に接続するとともに、一對の出力端c,dの間に高周波信号に対してインピーダンスを小さくする直列共振回路(4)を接続したことを特徴とする電力線搬送波阻止用フィルタに係り、その目的とするところは電力線を伝送路として使用する電力線搬送通信において、屋内と屋外との相互抵償(妨害)を排除することができる搬送波阻止用フィルタを提供することにある。

一般に商用電源周波に高周波信号を重ねる電力線搬送通信においては、信号の伝送に必要な伝送路は予め電力線路として、送受信間に準備されており、その伝送路たる電力線路を通して、通線を交換した信号を伝送している。従つて信号の伝送には新たに伝送路を設置する必要がない利点を有している。しかし電力線搬送通信を具体化するときの中心的課題は電力線路として信頼性が確保されている必要がある。その課題の一つとして屋内と屋外との相互抵償(妨害)排除を目的とす

(1)

(2)

る振動阻止用フィルタの設置があり、このことは周波数の選択によつても定められているものである。本発明は相互復信（妨害）の排除を可能とする振動阻止用フィルタに関するものである。

第1図はフィルタの原理を示す原理図であつて、インピーダンス要素 $Z_1$ とインピーダンス要素 $Z_2$ とのインピーダンスの比、又は図示した電圧 $V_1$ と電圧 $V_2$ との比によつて減衰量が決まる。このときの減衰量の式は、

$$A_{TT} = 20 \log \frac{V_1}{V_2} = 20 \log \left( 1 + \frac{Z_2}{Z_1} \right) \text{ [dB]} \quad \text{--- (1)}$$

であらわされる。従つてインピーダンスでは $Z_1$ が小さく、 $Z_2$ が大きい程、減衰量は多くなる。また各インピーダンス要素 $Z_1, Z_2$ の素子内容は、インピーダンス要素 $Z_1$ にあつては、第2図(a)に示すようにコンデンサC又は第2図(b)に示すようにコンデンサCとインダクタンス素子Lとの直列共振素子からなり、一方インピーダンス要素 $Z_2$ は第2図(c)に示すようにインダクタンス素子L、又は第2図(d)に示すようにインダクタンス素子Lとコンデン

(a)

1.で有利であることがわかつた。しかし、このインダクタンス素子 $L_1$ を元に実用可能な形状寸法における商品設計を考慮した場合、高周波電流による磁心（フェライトコア等の磁性材料）の磁気飽和が損失効果を著しく悪くするという欠点があつた。

本発明は上述の欠点に逆みて為されたもので、以下実施例により説明する。第3図は実施例の回路構成図を示し、其中、a, bは入力端であり、c, dは出力端である。相対応する入力端bと、出力端dとの間は共通接続し、また入力端aと、出力端cとの間には、第1のトランス(6)の1次巻線(6a)と、第2のトランス(7)の1次巻線(7a)との直列回路を接続する。トランス(6)の2次巻線(6b)は一端を入力端b並びに出力端dに接続し、他端をL.P.F(12)に接続する。(8)は増幅器で、この増幅器(8)はL.P.F(12)の出力信号を増幅するもので、その出力端はトランス(7)の2次巻線(7b)に接続する。(9)は直列共振回路で、この直列共振回路(9)は、トランス(7)の3次巻線(7c)をインダクタンス素子とし、その3次巻線(7c)にコンデンサ $C_1$ を並列接続

(b)

特開昭53-54447(2)  
やCの並列共振素子からなる。これらインピーダンス要素 $Z_1, Z_2$ を適宜に組合せ、例えば第3図に示すように、コンデンサCからなるインピーダンス要素 $Z_1$ と、インダクタンス素子Lからなるインピーダンス要素 $Z_2$ とで低域通過型フィルタ（Low Pass Filter 以下L.P.Fと略す）を構成したり、或いは第4図に示すようにインダクタンス素子 $L_1$ 、コンデンサ $C_1$ の直列共振素子からなるインピーダンス要素 $Z_1$ と、インダクタンス素子 $L_2$ 、コンデンサ $C_2$ の並列共振回路からなるインピーダンス要素 $Z_2$ とで、帯域阻止型フィルタ（Band Eliminate Filter 以下B.E.Fと略す）を構成する。そこで商用周波数に重畳された高周波信号を規定のレベルまでに減衰させるために、第3図に示すL.P.Fの端子a'とc'との間に接続されるインピーダンス要素 $Z_1$ のインダクタンス素子 $L_1$ と、第4図に示すB.E.Fの端子a'とc'との間に接続されるインピーダンス要素 $Z_2$ のインダクタンス素子 $L_1$ とを比較すればB.E.Fのインダクタンス素子 $L_1$ がL.P.Fのインダクタンス素子 $L_2$ に比して約数10分の

(c)

して構成するもので、第1図の原理回路におけるインピーダンス要素 $Z_2$ に対応する。(d)は直列共振回路で、この直列共振回路(d)はインダクタンス素子 $L_1$ と、コンデンサ $C_1$ との直列回路を出力端c, d間に接続して構成するもので、第1図の原理回路におけるインピーダンス要素 $Z_1$ に対応する。

しかして入力端a, bを屋内側電力線に接続し、出力端c, dを屋外側電力線に接続する。今、トランス(6)において高周波信号を重畳した商用周波が1次巻線(6a)を通過すると2次巻線(6b)には1次側と同様に高周波信号を重畳した商用周波が出力検出される。次にこの検出出力はL.P.F(12)によつて高周波信号が除去され、商用周波のみが、増幅器(8)において増幅増幅される。このときトランス(7)ではトランス(6)の1次巻線(6a)を通過した高周波信号を重畳した商用周波は1次巻線(7a)を通過する。この1次巻線(7a)が生じる磁束の方向と、増幅器(8)の出力の位相即ち2次巻線(7b)の磁束の方向が互に逆となるように設定しておく。トランス(7)の磁心(11)によつて相互の磁束が相殺され、

(d)

商用電流による磁心の磁束飽和が生じなくなる。何故ならば1次巻線(7a)は通過電流の大きさにより、巻線の線径及び巻線が実定されてくるため、1次巻線(7a)によつて生じる磁束を相殺するには1次巻線(7a)の巻数を増し、微小電流に制御することが可能であるからである。従つてトランス(7)の磁気飽和の心配がなくなり、高周波信号のみが3次巻線(7c)のインダクタンスと、コンデンサ $C_2$ との直列共振によつてインピーダンスが小さくなり、第1図に示される減衰量の式①に当てはまり、高周波信号は阻止され、商用周波のみとなつて、相互干渉を防止することができる。

本発明は、フェライトコア、圧粉鉄心等の磁性材料からなる磁心において、高周波信号が重畳された商用電流の磁束と、低域通過型フィルタによつて高周波信号が除去された商用電流の磁束とを互いに相殺し、高周波信号に対してインピーダンスを大きくする並列共振回路を、相対する入力端と、出力端との間に直列的に接続するとともに、一對の出力端の間に高周波信号に対してイン

ピーダンスを小さくする直列共振回路を接続したので、磁束飽和による減衰量低下が少なく、能率のよい小型なフィルタを構成できるものであつて、上述のように構成してあるから、ヒステリシス損による発熱が非常に少なく、しかも巻線の銅損からくる発熱も非常に少ないという効果を奏する。

#### 4. 図面の簡単な説明

第1図はフィルタの原理回路構成図、第2図(a)乃至(d)は夫々同上に用いるインピーダンス要素の回路図、第3図及び第4図は従来例の回路図、第5図は本発明の実施例の回路図であり、(1)は磁心、(2)は低域通過型フィルタ、(3)は並列共振回路、(4)は直列共振回路である。

代理人 弁理士 石 田 長 七

